6Г

УДК 681.586.732

М.А. Габидулин
Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики (технический университет), г. Москва, Россия
gabidulin_ma@mail.ru

Потенциальная точность фотоэлектрических цифровых преобразователей перемещений на основе синусно-косинусных растровых интерполяторов с учетом технологических ограничений

В статье обсуждается предельно достижимая потенциальная точность фотоэлектрических цифровых преобразователей перемещений на основе синусно-косинусных растровых интерполяторов при учете конструктивно-технологических ограничений. Предлагаются модели функции пропускания растрового сопряжения с аксиально расположенным источником излучения и четырехфазного СКП с кольцевой считывающей системой, учитывающие совместное действие основных причин погрешностей и обеспечивающие достижение точности при расширенных допусках на погрешности. Приводится методика синтеза, обеспечивающая наилучшую синусоидальность функции пропускания и минимизацию влияния вариации зазора между растрами на амплитуду основной гармоники функции пропускания, что дает возможность при анализе погрешностей рассматривать простейшее обтюрационное сопряжение.

Введение

Создание высокоточных мехатронных систем интеллектуального управления предъявляет повышенные требования к цифровым преобразователям перемещений, используемым для измерения пространственных координат управляемых объектов. Из существующих преобразователей перемещений современным требованиям наиболее полно удовлетворяют фотоэлектрические цифровые преобразователи перемещений (ФЦПП) с интерполяторами, построенными на основе растровых синусно-косинусных преобразователей (СКП), отличающихся прецизионностью, малой инерционностью, технологичностью, бесконтактностью и, что особенно важно, весьма значительным коэффициентом редукции при малых габаритах [1], [2].

Высокая точность и быстродействие при относительно небольших массогабаритных размерах и стоимости достигаются в них за счет увеличения коэффициентов электрической редукции и интерполяции, прецизионности технологии СКП, унификации функциональных элементов микроэлектронных узлов и применения конструктивно-технологических, структурных и алгоритмических методов повышения точности [3].

Для достижения высокой точности используются прецизионные технологии фотолитографии и фотопечати фотокопий с шаблонов, изготавливаемых с точностью до 0,1 угл. с, обеспечивающие однородность копий, передачу геометрии рисунка растров шаблона с точностью 0,1 мкм. Дополнительно погрешности рисунка растров снижаются соответствующим выбором числа и расположения окон считывающей диафрагмы и числа штрихов в окнах.

Погрешности монтажа снижаются применением прецизионных опор вращения повышенной жесткости и сборки растровых сопряжений, обеспечивающих несоосность и неперпендикулярность рабочих поверхностей растров в ±1 мкм и менее, а также осреднением информации, считываемой с диаметрально противоположных участков растров. Эффективность осреднения достигается повышением коллимированности и однородности потоков излучения, освещающих растровые сопряжения, и снижением асимметрии характеристик компонентов (источников и приемников излучения, операционных усилителей и др.) оптоэлектронных трактов преобразования сигналов.

Основными параметрами, характеризующими точностные возможности растровых интерполяторов, являются пространственное и временное разрешения, которые ограничивают предельно достижимую точность. Их разрешающая способность зависит от коэффициента умножения пространственной частоты (электрической редукции) растрового СКП $N_{\text{СКП}}$, численно равного числу штрихов подвижного растра $N_{\text{П}}$, и разрядности АЦП пространственной фазы (АЦПФ) $n_{\text{А}}$ синусно-косинусных сигналов.

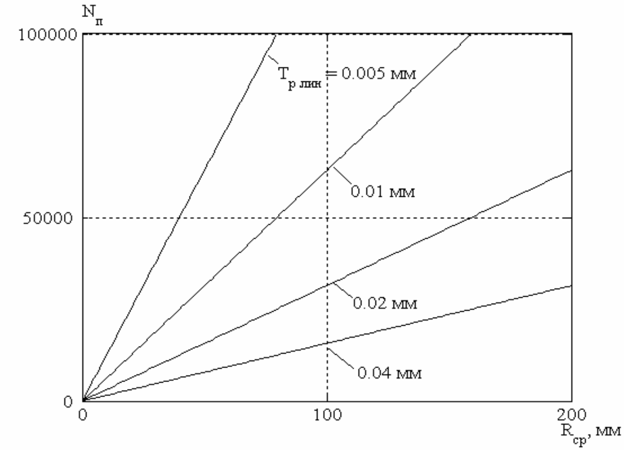


Рисунок 1 – Зависимость коэффициента электрической редукции $N_{\text{П}}$ от $R_{\text{ср}}$ и $T_{\text{р лин}}$

Так как линейные размеры шага штрихов растров $T_{\text{р лин}}$ измеряются сотыми и даже тысячными долями мм, то при приемлемых значениях их среднего радиуса $R_{\text{ср}}$ (рис. 1) число штрихов $N_{\text{П}}$, а, следовательно, и коэффициент электрической редукции $N_{\text{СКП}}$ достигают нескольких десятков и сотен тысяч [3].

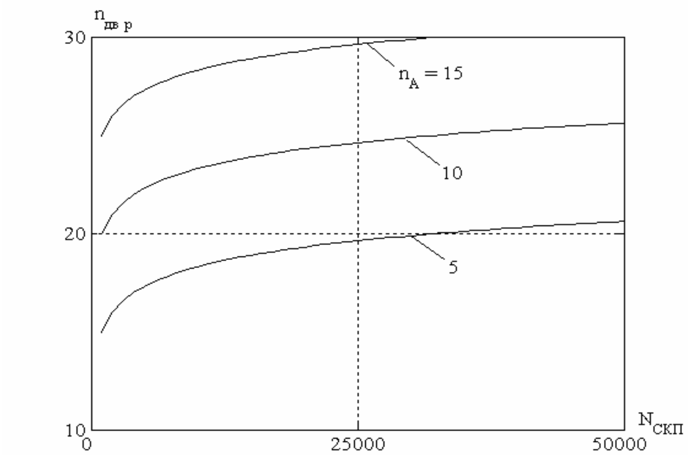


Рисунок 2 – Зависимость разрядности ФЦПП n от $N_{\text{СКП}}$ и $n_{\text{А}}$

Поэтому при разрядности $n_{\text{А}} = 5...15$ число разрядов фотоэлектрических ЦПУ с растровыми интерполяторами (рис. 2) может составлять $n = 25...27$, а при необходимости и 30,…,34. При этом достижима потенциально статическая точность $q \approx 0,01$ угл.с и выше (q – шаг квантования перемещения).

Предельная динамическая точность зависит от апертурного времени $t_{\text{а}}$, характеризующего временное разрешение АЦПФ, и скорости вращения Ω входного вала. При существующей элементной базе микроэлектронных узлов в растровых интерполяторах (рис. 3) реальна динамическая точность в 20 двоичных разрядов при угловой скорости вращения $\Omega \leq 500\,\text{с}^{-1}$ и $n = 25...30$, если $\Omega \leq 10\,\text{с}^{-1}$.

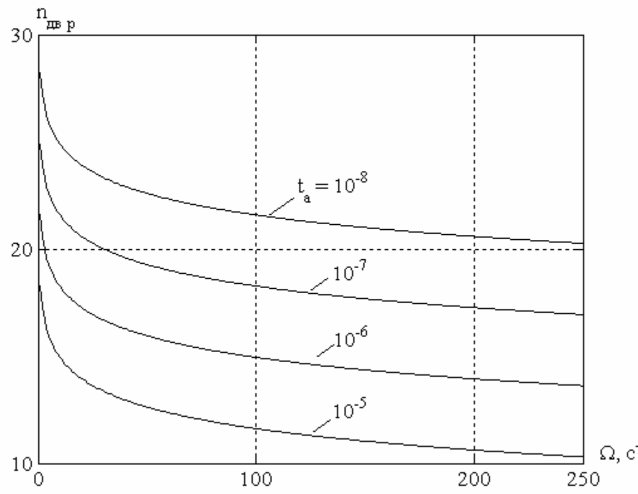


Рисунок 3 – Зависимость разрядности ФЦПП n от Ω и $t_{\text{а}}$

Инструментальные погрешности АЦПФ по данным [3] не превышают $0,5\,q$.

Таким образом, задача достижения статической и динамической точности АЦПФ на уровне дискретности q при приемлемых аппаратурных затратах решается выбором соответствующих $N_{\text{СКП}}$, $n_{\text{А}}$ и $t_{\text{а}}$ относительно просто, особенно в случае $n_{\text{А}} \leq 10...13$.

Однако получение реальной точности растровых интерполяторов в целом на уровне $n = 20...23$ двоичных разрядов представляет достаточно сложную научно-техническую проблему из-за значительных инструментальных погрешностей растровых СКП. Основными их источниками являются погрешности изготовления и монтажа растровых сопряжений, которые вызывают искажения функциональных зависимостей синусного и косинусного сигналов в виде несинусоидальности, переменных от периода к периоду постоянных составляющих, неравенства амплитуд, неортогональности пространственных фаз и появления крупнопериодной погрешности. Непосредственными причинами погрешностей являются отклонения закона модуляции потока лучистой энергии в функции угла от синусоидального, радиальные эксцентриситеты растров и неравномерность зазора между ними, погрешности геометрии растров (вариации положения, ширины и прозрачности штрихов).

Анализ показывает, что существующие методики не позволяют обосновать требования к допускам на погрешности растровых сопряжений, гарантирующие заданную точность, и разработать модели пространственных сигналов, учитывающие погрешности от основных причин и дополнительные погрешности, вызываемые совместным их проявлением с другими причинами и определяющие реальную эффективность способов повышения точности.

Оценки указанных погрешностей требуют уточнений, так как получены на модели функции пропускания сопряжения линейных растров, справедливой в первом приближении только для секторных сопряжений, расположенных непосредственно перед излучателем. Не произведены сравнительные исследования усредняющих свойств секторных и бессекторных растровых сопряжений с учетом неравномерности яркости площадки излучателя, неоднородности чувствительности площадки приемников и оптической плотности штрихов растров.

Исследования погрешностей растровых сопряжений проведены с помощью несовершенных моделей: линейной модели их влияния на результирующую погрешность и модели функции пропускания сопряжения, не учитывающей адекватно расходимость потока излучения, а также зазор между растрами, и не охватывают важный для практики случай построения растрового СКП с кольцевой считывающей системой и аксиально расположенным источником.

Целью данной работы является разработка обобщенной модели функции пропускания растрового сопряжения и на ее основе модели четырехфазного СКП с кольцевой считывающей системой и аксиально расположенным источником излучения, учитывающие совместное действие конструктивно-технологических погрешностей и обеспечивающие достижение точности при расширенных допусках на технологические погрешности.

Синтез параметров сопряжения радиальных растров с аксиальным источником излучения, обеспечивающих наилучшую синусоидальность функции пропускания и минимизацию влияния вариации зазора между ними

С учетом [4-7] при отсутствии конструктивно-технологических погрешностей функция пропускания сопряжения радиально-нецентральных растров для случая круглого аксиально расположенного источника излучения имеет вид

$$\tau_{\text{рс}} = \tau_1\tau_2 + 2\tau_1\tau_2\sum_{\text{p}=1}^{\infty}\left(\prod_{i=1}^{4}\text{Sa}(p\pi\tau_i)\right)\text{Ja}(p\pi\tau_5)\cos p(N_{\text{п}}\alpha+\alpha_0),$$

где τ_1 и τ_2 – относительная ширина штриха подвижного и неподвижного растров; τ_3, τ_4, τ_5 – параметры, учитывающие соответственно относительную разность периодов растров, взаимный наклон их штрихов, апертуру источника излучения; $N_{\text{п}}$ – число штрихов подвижного растра (коэффициент редукции); α – величина преобразуемого угла; α_0 – постоянный сдвиг, определяемый конструктивными параметрами; p – номер высшей пространственной гармоники; $\text{Sa}(x)=\dfrac{\sin x}{x}$, $\text{Ja}(x)=\dfrac{2\text{J}_1(x)}{x}$, $\text{J}_1(x)$ – бесселева функция 1-го порядка 1-го рода. Данное выражение показывает, что применение растров с разным числом штрихов, скоса направления штрихов, а также использование источника излучения конечных размеров позволяет за счет возникновения эффектов нониуса и муара и влияния апертуры источника получить дополнительные коэффициенты подавления высших пространственных гармоник функции пропускания (соответственно множители $\text{Sa}(p\pi\tau_3)$, $\text{Sa}(p\pi\tau_4)$ и $\text{Ja}(p\pi\tau_5)$). Как вид-

но, фильтрующие свойства растрового сопряжения эквивалентны пятизвенному фильтру нижних пространственных частот, параметры звеньев которого определяются величинами $\tau_1,\ldots,\tau_5$. Варьируя ими, можно обеспечить эффективное многократное подавление гармоник, обеспечивающее синусоидальную форму сигнала растрового сопряжения в функции перемещения [6]. Так, при выборе $\tau_1=\tau_2=0{,}5$, $\tau_3=0{,}333$, $\tau_4=0{,}2$ и $\tau_5=0{,}173$ достигается пренебрежимо малый относительный уровень искажений формы, не превышающий 0,04%.

Выбор $\tau_1=\tau_2=0{,}5$ обеспечивает надежное двукратное подавление наиболее трудно фильтруемой второй гармоники и максимизацию амплитуды основной гармоники, а также полное подавление остальных четных гармоник и значительное подавление нечетных гармоник. Дополнительное подавление четных гармоник обеспечивает дифференциальная обработка сигналов в СКП [3].

Выбор $\tau_3=\frac{1}{3}$, $\tau_4=\frac{1}{5}$, $\tau_5=\frac{1}{7}$ обеспечивает подавление третьей, пятой и седьмой гармоник. При этом учтено, что звено $\mathrm{Ja}(p\pi\tau_5)$ целесообразно настраивать на подавление наивысшей из спектра значимых нечетных гармоник, так как параметр τ_5 пропорционален величине зазора между растрами и, следовательно, не может быть высокостабильным из-за влияния неточности установки и нестабильности ее величины. В силу этого звено настраивается на подавление гармоники наименьшей амплитуды, уже сильно ослабленной предыдущими звеньями, с тем, чтобы вариации зазора не приводили к заметным искажениям формы сигнала растрового сопряжения. Кроме того, это необходимо еще и для того, чтобы указанные вариации не приводили к заметному изменению амплитуды основной гармоники функции пропускания. Показано, что вариация амплитуды при наихудшем сочетании параметров приведет к фазовой погрешности порядка 0,007 эл. рад, а при правильном конструировании СКП, обеспечивающем идентичность параметров синусно-косинусных сигналов, вообще не проявится.

Совместное влияние вариации амплитуды и иных погрешностей элементов растрового СКП (например, угловой погрешности штрихов) дает составляющие фазовой погрешности, имеющие второй порядок малости, величина которых не превышает десятитысячных долей радиана.

Следовательно, анализ функции пропускания при наличии конструктивно-технологических погрешностей, учитывающий составляющие фазовой погрешности величиной порядка 10^{-3} эл. рад и выше, может быть проведен без учета влияния вариации зазора на амплитуду основной составляющей функции пропускания.

Это позволяет считать произведение передаточных функций звеньев фильтра по первой гармонике постоянным, не зависящим от вариации зазора и при дальнейшем анализе рассматривать простейшее обтюрационное сопряжение растров, для которого $\mathrm{Sa}(p\pi\tau_3)=\mathrm{Sa}(p\pi\tau_4)=\mathrm{Ja}(p\pi\tau_5)=1$, а учет фильтрующих свойств этих звеньев может быть произведен простым умножением амплитуд гармонических составляющих на произведение $К_ф=\mathrm{Sa}(p\pi\tau_3)\mathrm{Sa}(p\pi\tau_4)\mathrm{Ja}(p\pi\tau_5)$.

При неблагоприятном сочетании параметров (когда величина τ_5 не мала и нельзя пренебречь изменениями амплитуды) вариации зазора, приводящие к амплитудной модуляции гармоник, могут быть учтены введением эквивалентной модуляции прозрачности растров.

Для сопряжения радиально-центрального подвижного и радиально-нецентрального неподвижного растров [1], [4], что обеспечивает устранение влияния на величину τ_4 вариации зазора второго порядка малости, а также смещения муаровой картины при эксцентриситете подвижного растра, получены соотношения, позволяющие выбрать параметры растрового сопряжения, обеспечивающие наиболее эффективное подавление высших пространственных гармоник

$$N_н = N_п - \frac{\pi\tau_3}{\beta},\ r_н = \tau_4 \frac{R_0^{\,2} w_н}{2\Delta R},\ r_и = \frac{x_{J_1} R_0 \left(L - h\right)}{k_5 N_п h},$$

где $w_н = \frac{2\pi}{N_н}$, $N_н$ – угловой шаг и число штрихов неподвижного растра на угле 2π; ΔR и β – радиальная и угловая полуширина диафрагмы в виде сектора узкого кольца со средним радиусом R_0; $r_н$ – радиус начальной окружности смещения радиально-нецентрального неподвижного растра; R_0 – средний радиус рабочей зоны растров; $r_и$ – радиус излучающей плоскости источника; L – расстояние между плоскостями источника излучения и неподвижного растра; h – зазор между растрами; x_{J_1} – наименьший ненулевой корень $J_1(x)$; k_5 – номер главной гармоники, на подавление которой настраивается пятое звено фильтра.

Однако если параметры настроены неточно или используются не все звенья фильтра, то величина искажений может возрасти на 1 – 2 порядка.

Обобщенная модель влияния на функцию пропускания растрового сопряжения с аксиальным излучателем конструктивно-технологических погрешностей

С учетом результатов работ [3-5], [8-10] произведен анализ влияния конструктивно-технологических погрешностей на функцию пропускания сопряжения радиальных растров для случая круглого аксиально расположенного источника излучения.

Погрешности положения, ширины и прозрачности подвижного и неподвижного растров задавались множествами амплитуд и фаз $\left\{G_{1l}, G_{2l}, \varphi_{1l,} \varphi_{2l}\right\}$, $\left\{D_{1l}, D_{2l}, \varphi'_{1l,} \varphi'_{2l}\right\}$ и $\left\{E_{1l}, E_{2l}, \varphi''_{1l,} \varphi''_{2l}\right\}$, где l – номер гармоники разложения соответствующей погрешности в ряд Фурье на обороте.

Произведенный для каждого из перечисленных влияющих факторов анализ позволяет сделать вывод об общности выражений для функции пропускания, содержащих «идеальную» составляющую, составляющие первого порядка малости, имеющие пространственную частоту гармоник влияющих факторов, а также комбинационные составляющие второго порядка малости. Данный вывод позволяет синтезировать выражение для обобщенной функции пропускания растрового сопряжения, имеющее вид

$$\tau_{рс} = \left(1 + X_1 + Y_1\right)\tau_1\tau_2 + 2\tau_1\tau_2 \sum_{p=1}^{\infty} \mathrm{Sa}\left(p\pi\tau_1\right)\mathrm{Sa}\left(p\pi\tau_2\right)\left(1 + X_2 + Y_2\right)\cos pN_п\left(\alpha_{р2} - \alpha_{р1}\right)$$
$$+\left(X_3 + Y_3\right)\sin pN_п\left(\alpha_{р2} - \alpha_{р1}\right),$$

где X_1 и Y_1, X_2 и Y_2, X_3 и Y_3 – относительные составляющие первого и второго порядков малости: постоянной составляющей, амплитуд косинусной и синусной составляющих,

$$X_j = \sum_{i=1}^{2} \sum_{l=1}^{L'_m} K_{1ji} \mathrm{Sa}\left(l\beta\right) V_{jil} \sin\left(l\left(\psi - \alpha_{\mathrm{p}_i}\right) + \varphi_{V_{jil}}\right), \tag{1}$$

$$Y_j = \sum_{i=1}^{I} \sum_{l_1=1}^{L'_m} \sum_{l_2=1}^{L'_m} K_{2ji} P_{A_{ji}l_1} Q_{B_{ji}l_2} \Big[\mathrm{Sa}\left(\left(l_1 + l_2\right)\beta\right) \cos\Big(l_1\left(\psi - \alpha_{\mathrm{p}A_{ji}}\right) + l_2\left(\psi - \alpha_{\mathrm{p}B_{ji}}\right) +$$

$$+\varphi_{P_{A_{ji}l_1}} + \varphi_{Q_{B_{ji}l_2}}\Big) - \mathrm{Sa}\left(\left(l_1 - l_2\right)\beta\right) \cos\Big(l_1\left(\psi - \alpha_{\mathrm{p}A_{ij}}\right) - l_2\left(\psi - \alpha_{\mathrm{p}B_{ji}}\right) + \varphi_{P_{A_{ji}l_1}} + \varphi_{Q_{B_{\mathrm{ji}}l_2}}\Big)\Big], \tag{2}$$

где $j = \overline{1,3}$, параметры членов X_j, Y_j задаются в табл. 2. Предел суммирования I в (2) равен максимальной величине индекса i для каждого j согласно табл. 2, а предел суммирования L'_m в (1), (2) определяется максимальным номером из набора суммируемых гармонических составляющих конкретного влияющего фактора. Индексы при величинах фазовых сдвигов φ обозначают их принадлежность соответствующей гармонической составляющей, имеющей обозначение амплитуды, указанное в индексе.

В (2) значения коэффициентов K_{1ji} членов X_j вида $\pm pN_{\text{п}}$ для квадратурной составляющей обеспечивают переход от угловой погрешности штрихов к фазовой погрешности. Коэффициент вида $p\pi\tau_i \mathrm{ctg} p\pi\tau_i$ для случая модуляции ширины штрихов объясняется введением нормировки амплитуд гармонических составляющих D_i по τ_i (множитель τ_i), заменой $\sin p\pi\tau_i$ на $\cos p\pi\tau_i$ в «идеальном» множителе функции пропускания (множитель $\mathrm{ctg} p\pi\tau_i$), а множитель $p\pi$ (аналогичный $pN_{\text{п}}$ в предыдущем случае) возник при разложении $\sin\left(p\pi\left(\tau_i + \Delta\tau_i\right)\right)$.

Таблица 1 – Параметры относительных составляющих вида X_j первого порядка малости функции пропускания растрового сопряжения

Наименование учитываемых факторов	j	i	Коэффициент пропорциональности K_{1ji}	Амплитуда гармоники влияющего фактора V_{ji}
Погрешность положения штрихов	3	1	$pN_{\text{п}}$	G_i
		2	$-pN_{\text{п}}$	
Погрешность ширины штрихов	1	1	1	$\dfrac{D_i}{\tau_i}$
		2		
	2	1	$p\pi\tau_i \mathrm{ctg} p\pi\tau_i$	
		2		
Модуляция прозрачности	1	1	1	E_i
		2		
	2	1		
		2		
Совместное влияние погрешности положения штрихов и модуляции прозрачности	1	1	1	E_i
		2		
	2	1	1	E_i
		2		
	3	1	$pN_{\text{п}}$	G_i
		2	$-pN_{\text{п}}$	

Коэффициенты K_{2ji} членов Y_j в выражении (2) для случаев $A_{ji} = B_{ji}$ и $P = Q = G$ (погрешность положения штрихов) имеют вид $\left(0,5K_{131}\right)^2$ за счет разложения косинуса в ряд Тейлора. То же справедливо и для $j = 2$ в случае погрешности ширины, за исключением того, что замены $\sin p\pi\tau_i$ на $\cos p\pi\tau_i$ не требуется. Для случаев $A_{ji} = 1$, $B_{ji} = 2$ коэффициенты K_{2ji} имеют вид $K_{1j1}K_{1j2}$ (учитывают взаимное влияние), кроме случая совместного влияния погрешности положения и прозрачности на амплитуды квадратурных составляющих (случай $j = 3$) при любых A_{ji}, B_{ji}, когда K_{23i} имеют вид $K_{23B_{3i}}$, поскольку для модуляции прозрачности $K_{1ji} = 1$.

Таблица 2 – Параметры относительных составляющих вида Y_j второго порядка малости функции пропускания растрового сопряжения

Наименование учитываемых факторов	j	i	A_{ji}	B_{ji}	Коэффициент пропорциональности K_{2ji}	Амплитуда гармоник влияющих факторов	
						$P_{A_{ji}}$	$Q_{B_{ji}}$
Погрешность положения штрихов	2	1	1	1	$\left(0,5pN_п\right)^2$	$G_{A_{ji}}$	$G_{B_{ji}}$
		2	1	2	$-2\left(0,5pN_п\right)^2$		
		3	2	2	$\left(0,5pN_п\right)^2$		
Погрешность ширины штрихов	1	1	1	2	$-0,5$	$\dfrac{D_{A_{ji}}}{\tau_{A_{ji}}}$	$\dfrac{D_{B_{ji}}}{\tau_{B_{ji}}}$
	2	1	1	1	$\left(0,5p\pi\tau_1\right)^2$		
		2	1	2	$-0,5\left(p\pi\right)^2 \tau_1\tau_2 \mathrm{ctg} p\pi\tau_1 \mathrm{ctg} p\pi\tau_2$		
		3	2	2	$\left(0,5p\pi\tau_2\right)^2$		
Модуляция прозрачности	1	1	1	2	$-0,5$	E_1	E_2
	2	1	1	2	$-0,5$		
Совместное влияние погрешности положения штрихов и модуляции прозрачности	1	1	1	2	$-0,5$	E_1	E_2
	2	1	1	1	$\left(0,5pN_п\right)^2$	$G_{A_{ji}}$	$G_{B_{ji}}$
		2	1	2	$-2\left(0,5pN_п\right)^2$		
		3	2	2	$\left(0,5pN_п\right)^2$		
		4	1	2	$-0,5$	E_1	E_2
	3	1	1	1	$-0,5pN_п$	$E_{A_{ji}}$	$E_{B_{ji}}$
		2	1	2	$0,5pN_п$		
		3	2	1	$-0,5pN_п$		
		4	2	2	$-0,5pN_п$		

Все значения для коэффициентов K_{2ji} дополнительно взяты с обратным знаком и уменьшены вдвое за счет разложения произведения тригонометрических функций на две комбинационные составляющие половинной амплитуды. Исключение составляет случай погрешности положения штрихов при $i = 2$, когда коэффициент K_{222} имеет знак, противоположный тому, что определен вышеизложенным способом для K_{2ji}.

Объясняется это тем, что $K_{131} = -K_{132}$ за счет противоположного знака влияния угловых погрешностей подвижного и неподвижного растров, поэтому при образовании коэффициента K_{222} произведение $K_{131}K_{132}$ берется с обратным знаком, поскольку угловые погрешности одинаковых знаков как подвижного, так и неподвижного растров вызывают квадратурные составляющие их функций пропускания также одинаковых знаков.

По отношению к погрешностям углового положения штрихов диафрагма выполняет функцию пространственно-частотного фильтра с коэффициентом передачи $\mathrm{Sa}(l\beta)$, что позволяет оценить амплитуду переменной составляющей угловой погрешности функции пропускания следующим образом

$$\Delta\alpha_m = \sum_{l=1}^{L_m} \mathrm{Sa}(l\beta) G_{1l}, \qquad (3)$$

где L_m – максимальный номер значимых гармоник спектра погрешности положения штрихов подвижного растра.

С учетом (3), полагая погрешность положения каждого штриха независимой центрированной случайной величиной с дисперсией D [11] и сворачивая бесконечную сумму квадратов коэффициентов согласно [12], получим выражение для коэффициента интегрального усреднения

$$K_{\text{и}} = \sqrt{\frac{D}{D_\alpha}} = \sqrt{\frac{N_{\text{п}}\beta}{\pi - \beta}} = \sqrt{\frac{N_{\text{д}}}{1-\xi}} = \sqrt{\frac{N_{\text{п}}\xi}{1-\xi}}, \qquad (4)$$

где D_α – дисперсия угловой погрешности функции пропускания, $N_{\text{д}} = \xi N_{\text{п}}$ – число штрихов диафрагмы.

Графики коэффициента интегрального усреднения $K_{\text{и}}$ для различных $N_{\text{п}}$ и ξ приведены на рис. 4, откуда видно, что с ростом $N_{\text{п}}$ и ξ подавление погрешности положения штрихов возрастает.

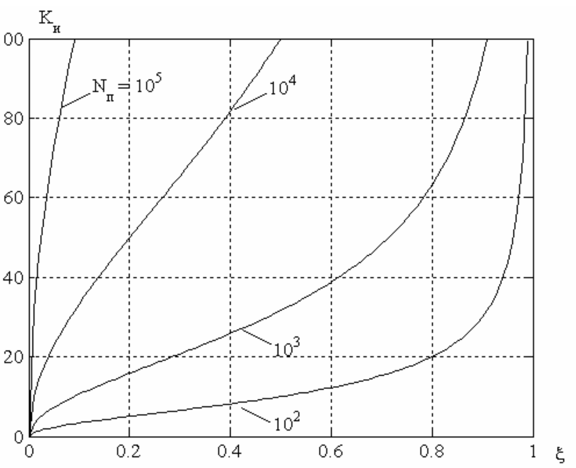


Рисунок 4 – Зависимость коэффициента интегрального усреднения $K_{\text{и}}$ от относительного размера диафрагмы ξ и $N_{\text{п}}$

Оценка относительной величины амплитудной модуляции *p*-й гармоники функции пропускания для случая бессекторного растрового сопряжения дается формулой

$$\left|\delta A\right| \le \left(0,5pN_{п}\right)^2 \sum_{l=1}^{L_m}\left(G_{1l}+G_{2l}\right)^2 = \left(0,5pN_{п}\right)^2 G_{mэ}^2, \quad (5)$$

где $G_{mэ}$ – среднеквадратическое значение эквивалентной суммарной функции угловой погрешности штрихов, амплитуды гармоник которой определяются выражением $G_{mэ} = G_{1l} + G_{2l}$. Как видно из (5), в силу среднеквадратического усреднения отдельные выбросы погрешности не оказывают заметного влияния на величину $\left|\delta A\right|$.

Анализ погрешностей монтажа элементов растрового сопряжения показал, что они приводят к возникновению первой гармоники угловой погрешности функции пропускания на обороте, вызываемой, во-первых, совместным влиянием эксцентриситета e_3 установки источника излучения и перекоса θ_1 подвижного растра, во-вторых, эксцентриситетами подвижного растра e_1 и источника излучения e_3. Причем эксцентриситет установки источника излучения при наличии перекоса подвижного растра приводит к появлению неустранимой погрешности сдвига, имеющей характер первой гармоники на обороте, амплитуда которой равна

$$\Delta\alpha_{с} = \frac{e_3\theta_1}{2L}. \quad (6)$$

Данное выражение позволяет назначить допуски на величины технологических погрешностей монтажа. Учитывая, что $\theta_1 = \frac{\Delta h}{R_0}$, где Δh – максимальное отклонение величины зазора от номинальной, и $L = R_0$, преобразуем выражение (6) к виду

$$e_{м} = R_0\sqrt{2\Delta\alpha_{с}},$$

где $e_{м} = R_0\sqrt{e_3\Delta h}$ – среднегеометрическая погрешность монтажа.

График зависимости $e_{м}\left(\Delta\alpha_{с}, R_0\right)$ приведен на рис. 5. Откуда видно, что, например, для достижения $\Delta\alpha_{с} = 0,2$ угл. с при $R_0 = 40$ мм необходимо обеспечить $e_{м} \le 55$ мкм.

Особенностью рассматриваемой кольцевой считывающей системы с аксиально расположенным источником излучения является пониженная ее чувствительность к вариации зазора между растрами по сравнению с другими структурами считывающих систем, также использующими расходящийся поток излучения, но с не аксиально расположенными источниками [3], [5-6].

Анализ модуляции ширины штрихов и их прозрачности показал, что это не приводит к фазовой погрешности функции пропускания, но вызывает вариацию постоянной составляющей и амплитуд гармоник переменной составляющей. Причем вариация постоянной составляющей первого порядка малости подавляется пространственно-частотным фильтром (диафрагмой). Влияние модуляции относительной ширины штрихов на относительное отклонение постоянной составляющей оценивается коэффициентом интегрального усреднения (4). Влияние указанного фактора на амплитуду основной гармоники функции пропускания ослабляется выбором $\tau_1 = \tau_2 = 0,5$.

Модуляция прозрачности штрихов влияет на амплитуду переменной составляющей функции пропускания так же, как и на величину постоянной составляющей,

при этом оценка относительной величины $\delta_п$ паразитной амплитудной модуляции функции пропускания дается формулой

$$\left|\delta_п\right| \le 0,5\sum_{r=1}^{R_m}\left|E_{1r} + E_{2r}\right| \le E_{m1}E_{m2},$$

где $E_{m1,2}$ – среднеквадратические значения функции относительного отклонения прозрачности подвижного, неподвижного растров соответственно от среднего значения, R_m – максимальный номер наиболее значимых гармоник спектра функции модуляции прозрачности. Использование эквивалентной функции модуляции прозрачности позволяет учесть также неравномерность освещенности, чувствительности фотоприемников, зазора между растрами, ширины штрихов.

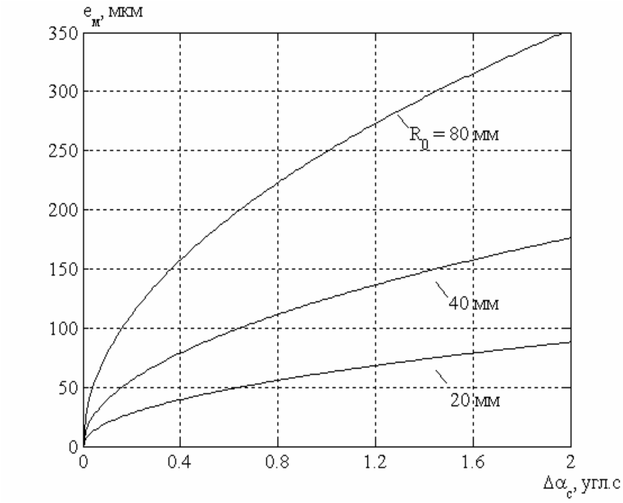


Рисунок 5 – Зависимость среднегеометрической погрешности монтажа от допустимой величины $\Delta\alpha_с$

Учитывая, что наиболее значительной неидеальностью растров наряду с погрешностью углового положения штрихов является модуляция прозрачности, произведена оценка функции пропускания растрового сопряжения с учетом их совместного влияния, которое приводит к дополнительным комбинационным квадратурным составляющим функции пропускания. Амплитуда вызываемой ими дополнительной угловой погрешности $\Delta\alpha_{00}$ функции пропускания растрового сопряжения может быть оценена формулой

$$\Delta\alpha_{00} \le 0,5\sum_{l=1}^{L_m}\left|E_{1l}G_{2l}\right| + \left|E_{2l}G_{1l}\right| \le E_{m1}G_{m2} + E_{m2}G_{m1},$$

где $G_{m1,2}$ – среднеквадратическое значение погрешности углового положения штрихов подвижного, неподвижного растров соответственно.

Учет совместного влияния факторов позволил получить функцию пропускания растрового сопряжения для случая многооконной диафрагмы [8], содержащей n окон, равномерно распределенных в пределах угловой ширины считывающей диафрагмы 2β. Диафрагма задается функцией прозрачности в виде прямоугольных импульсов, гармоники которой имеют вид

$$E_{2l_1} = 2\mathrm{Sa}\left(k\pi T\right)\sin\left(l_1\left(\alpha - \alpha_{р2}\right) + \varphi''_{2l_1}\right),$$

где $l_1 = km$, $k = 1, 2, \ldots$, $m = \dfrac{2\pi}{\alpha_{\text{п}}}$, m – целое число, $\alpha_{\text{п}}$ – угловой шаг расположения считывающих окон, $T = \dfrac{\alpha_0}{\alpha_{\text{п}}}$, α_0 – угловая ширина считывающего окна, $\varphi''_{2l_1} = \dfrac{\pi}{2}$.

Для случая нечетного n выражение относительной амплитуды квадратурной составляющей функции пропускания (полагая $\psi = \alpha_{\text{р}2}$) имеет вид

$$H'_{sp} = pN_{\text{п}} \sum_{l=1}^{L_m} \frac{\sin l\beta}{n \sin \frac{l\beta}{n}} \text{Sa}\left(l\beta_0\right) \text{G}_{1l} \sin\left(l\left(\alpha_{\text{р}2} - \alpha_{\text{р}1}\right) + \varphi_{1l}\right),$$

где $\beta_0 = \dfrac{\alpha_0}{2}$.

Полученное выражение показывает, что вид функции подавления гармоник погрешности по сравнению с (3) изменился, в силу чего гармоники с номерами $l = km$, $k = 1, 2, \ldots$ ослабляются меньше, чем в случае сплошной диафрагмы.

С учетом обобщенной модели функции пропускания растрового сопряжения разработана модель четырехфазного растрового СКП с аксиальным источником излучения, позволяющая учесть влияние конструктивно-технологических погрешностей и оценить возможности дополнительного их подавления в выходных сигналах СКП:

$$\bar{I}_s = \frac{(1+\delta_4)I_4 - (1+\delta_2)I_2}{2\Phi_0 S_{\text{пи}}} = \frac{(1+\delta_4)\tau_{\text{рс}4} - (1+\delta_2)\tau_{\text{рс}2}}{2},$$

$$\bar{I}_c = \frac{(1+\delta_1)I_1 - (1+\delta_3)I_3}{2\Phi_0 S_{\text{пи}}} = \frac{(1+\delta_1)\tau_{\text{рс}1} - (1+\delta_3)\tau_{\text{рс}3}}{2},$$

где $\bar{I}_{s,c}$ – нормированные разности фототоков, обеспечивающие формирование синусно-косинусных сигналов; $\delta_{1,\ldots,4}$ – относительные отклонения коэффициентов передачи дифференциальных схем по соответствующим входам, учитывающие отклонения амплитуд составляющих $\tau_{\text{рс}r}$ под действием иных факторов; $r = \overline{1,4}$.

Выводы

Разработана модель растрового сопряжения радиальных растров с аксиальным круглым источником излучения и методика синтеза, обеспечивающая наилучшую синусоидальность функции пропускания и минимизацию влияния вариации зазора между растрами на амплитуду основной гармоники функции пропускания, что дает возможность при анализе погрешностей рассматривать простейшее обтюрационное сопряжение. Предложена обобщенная модель, учитывающая влияние на функцию пропускания основных причин погрешности и позволяющая оценить эффективность конструктивно-технологических и структурных методов повышения точности и, следовательно, повысить точность растровых интерполяторов при расширенных допусках на технологические погрешности.

Литература

1. Фотоэлектрические преобразователи информации / [Преснухин Л.Н., Шаньгин В.Ф., Майоров С.А., Меськин И.В. ; под ред. Л.Н. Преснухина]. – М. : Машиностроение, 1974.
2. Домрачев В.Г. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений : справоч. пособ. / В.Г. Домрачев, В.Р. Матвеевский, Ю.С. Смирнов. – М. : Энергоатомиздат, 1987.

3. Высокоточные преобразователи угловых перемещений / [Асиновский Э.Н., Ахметжанов А.А., Габидулин М.А. и др.] ; под общ. ред. А.А. Ахметжанова. – М. : Энергоатомиздат, 1986.
4. Габидулин М.А. Исследование функций пропускания растровых сопряжений растровых датчиков линейных и угловых перемещений методом рядов Фурье / М.А. Габидулин // Техника преобразования информации. Сб. трудов. – М. : МИРЭА, 1975. – Вып. 83. – С. 24-43.
5. Габидулин М.А. Исследование влияния зазора между растрами на функцию пропускания растровых сопряжений фотоэлектрических датчиков перемещения / М.А. Габидулин // Автоматическое управление. Межвуз. сб. научн. трудов. – М. : МИРЭА, 1977. – С. 86-96.
6. Габидулин М.А. Расчет функции преобразования четырехфазной считывающей системы растрового синусно-косинусного преобразователя угловых перемещений / М.А. Габидулин, И.Д. Лейбович // Фотоэлектрические преобразователи угловых и линейных перемещений. Сб. тезисов докл. Всесоюзн. совещ.-семинара. – Горис : АН АрмССР, 1988. – С. 30-31.
7. Габидулин М.А. Анализ функции преобразования фотоэлектрического преобразователя перемещений с модулирующей шторкой / М.А. Габидулин, И.Д. Лейбович // Координатно-чувствительные фотоприемники и оптико-электронные Оптические сканирующие устройства на их основе. Сб. тезисов докл. 5 Всесоюзн. совещ. – Барнаул : АлтПИ, 1989. – Ч. 1. – С. 91-92.
8. Габидулин М.А. Исследование влияния эксцентриситета на функцию пропускания сопряжения радиально-центральных растров / М.А. Габидулин, А.Т. Кулаков // Теория автоматического управления. Межвуз. сб. научн. трудов. – М. : МИРЭА, 1979. – С. 110-122.
9. Габидулин М.А. Анализ технологических ошибок фотоэлектрических цифровых преобразователей угла / М.А. Габидулин, А.Т. Кулаков // Проблемы теории чувствительности электронных и электромеханических систем. Сб. тезисов докл. II Всесоюзн. научн. конф. – М. : МИЭМ, 1980. – С. 152.
10. Габидулин М.А. Анализ влияния случайной погрешности положения штрихов на функцию пропускания растровых решеток / М.А. Габидулин, В.В. Драгонер // Вопросы электроники. Межвуз. сб. научн. трудов. Надежность и диагностика п/п приборов. – Кишинев : Штиинца, 1984. – С. 96-91.
11. Петров В.П. Исследование точности преобразователя углового перемещения / В.П. Петров // Измерительная техника. – 1978. – № 9. – С. 40-41.
12. Заездный А.М. Гармонический анализ в радиотехнике и электросвязи / Заездный А.М. – М. ; Л. : Госэнергоиздат, 1961.

М.А. Габідулін

Потенційна точність фотоелектричних цифрових перетворювачів переміщень на основі синусно-косинусних растрових інтерполяторів з урахуванням технологічних обмежень

У статті розглядається гранично досяжна потенційна точність фотоелектричних цифрових перетворювачів переміщень на основі синусно-косинусних растрових інтерполяторів з урахуванням конструктивно-технологічних обмежень. Пропонуються моделі функції пропускання растрового сполучення з аксіально розташованим джерелом випромінювання та чотирифазного СКП з кільцевою зчитувальною системою, що враховують сумісну дію основних причин похибок і забезпечують досягнення точності при розширених допусках на похибки. Наводиться методика синтезу, яка забезпечує найкращу синусоидальність функції пропускання й мінімізацію впливу варіації проміжку між растрами на амплітуду основної гармоніки функції пропускання, що дає можливість під час аналізу похибок розглядати найпростіше обтюраційне сполучення.

M.A. Gabidulin

Potential Accuracy of Photo-electric Digitizers of Movings on the Basis of Sine-cosine of Raster Interpolators at Technological Restrictions

In the article the maximum potential accuracy of photo-electric digitizers of movings on the basis of sine-cosine of raster interpolators at constructive-technological restrictions is discussed. The models the functions of transmissions of raster matching with the axial located source of radiation and of sine-cosine transformer with the four-phase and the circular read system are offered allowing to consider joint action of principal causes of errors and to provide accuracy achievement at expanded constructive-technological tolerances. The technique of synthesis are offered to provide the sinusoidal form of function of transmission and to provide the minimization of influence of a variation of clearance between rasters upon amplitude of the basic harmonic of function of transmission allowing to consider at the analysis of errors the elementary obturation matching of rasters.

Статья поступила в редакцию 21.06.2010.